

# **A SUBSCRIBER UNIT AND METHOD FOR USE IN A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM**

**Patent number:** JP2002508137 (T)

**Publication date:** 2002-03-12

**Inventor(s):**

**Applicant(s):**

**Classification:**

- international: H04B1/707; H04B7/005; H04B7/26; H04J11/00; H04L27/18; H04W52/60; H04W52/34; (IPC1-7): H04J13/00; H04L27/18; H04Q7/38

- european: H04B1/707; H04J11/00; H04W52/60

**Application number:** JP19990507328T 19980630

**Priority number(s):** US19970886604 19970701; WO1998US13678 19980630

**Abstract not available for JP 2002508137 (T)**

**Abstract of correspondent: WO 9901994 (A2)**

A set of individually gain adjusted subscriber channels (A, B, C, Pilot) are formed via the use of a set of orthogonal subchannel codes (Walsh+, Walsh+---) having a small number of PN spreading chips per orthogonal waveform period. Data to be transmitted via one of the transmit channels is low code rate error correction encoded and sequence repeated before being modulated with one of the subchannel codes, gain adjusted, and summed with data modulated using the other subchannel codes. The resulting summed data (316) is modulated using a user long code and a pseudorandom spreading code (PN code) and upconverted for transmission. The use of the short orthogonal codes provides interference suppression while still allowing extensive error correction coding and repetition for time diversity to overcome the Raleigh fading commonly experienced in terrestrial wireless systems.; The set of sub-channel code may comprise four Walsh codes, each orthogonal to the remaining codes of the set. The use of four sub-channels is preferred as it allows shorter orthogonal codes to be used, however, the use of a greater number of channels and therefore longer codes is acceptable. Preferably, the pilot data and control data are combined onto one channel. The remaining two transmit channels are used for transmitting non-specified digital data including user data or signaling data, or both.

(51) Int.Cl.<sup>7</sup>

識別記号

F I

データコード\* (参考)

H 0 4 L 27/18

H 0 4 L 27/18

E

H 0 4 J 13/00

H 0 4 B 7/26

1 0 9 A

H 0 4 Q 7/38

H 0 4 J 13/00

A

審査請求 未請求 予備審査請求 有 (全 46 頁)

(21) 出願番号 特願平11-507328

(86) (22) 出願日 平成10年6月30日 (1998. 6. 30)

(85) 翻訳文提出日 平成11年12月24日 (1999. 12. 24)

(86) 国際出願番号 P C T / U S 9 8 / 1 3 6 7 8

(87) 国際公開番号 W O 9 9 / 0 1 9 9 4

(87) 国際公開日 平成11年1月14日 (1999. 1. 14)

(31) 優先権主張番号 0 8 / 8 8 6 , 6 0 4

(32) 優先日 平成9年7月1日 (1997. 7. 1)

(33) 優先権主張国 米国 (US)

(71) 出願人 クアルコム・インコーポレイテッド

アメリカ合衆国、カリフォルニア州  
92121-1714、サン・ディエゴ、モパハウ  
ス・ドライブ 5775(72) 発明者 オーデンワルダー、ジョゼフ・ピー  
アメリカ合衆国、カリフォルニア州  
92014、デル・マール、ランチョ・リアル  
14967

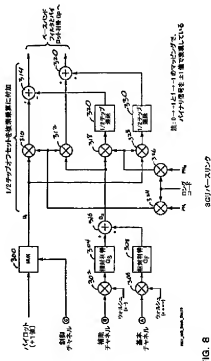
(74) 代理人 弁理士 鈴江 武彦 (外4名)

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 ワイヤレス通信システムで使用する加入者ユニットおよび方法

(57) 【要約】

1組の個々に利得調整された加入者チャネル (A, B, C, パイロット) が、直交波形期間当たり少ない数の P N 拡散チップを有する 1組の直交サブチャネルコード (ウォルシュナード、ウォルシュナード) を使用することにより形成される。送信チャネルの1つを通じて送信されるデータは、サブチャネルコードの1つで変調され、利得調整され、他のサブチャネルコードを使用して変調されたデータと合計される前に、低いコードレートエラー訂正エンコードおよびシーケンス反復さる。結果として得られた合計データ (316) はユーザロングコードと疑似ランダム拡散コード (PNコード) を使用して変調され、送信のためにアップコンバートされる。シフト直交コードを使用すると、地上ワイヤレスシステムで普通波のレーリフフェーディングを克服する時間ダイバーシティのために、拡張されたエラー訂正コード化および反復を可能にしつつ、干渉の抑制をもたらす。1組のサブチャネルコードは4つのウォルシュコードを含んでいてもよく、それぞれ1組のコードの残りと直交する。より短い直交コードを使用できるようにすることか



【特許請求の範囲】

1. ワイヤレス通信システム中で使用する加入者ユニットまたは他の送信機において、  
情報データの複数の情報源と、  
情報データをエンコードするエンコーダと、  
制御データの複数の制御源と、  
搬送波信号上での送信のためにエンコードされた情報データをそれぞれ異なる変調コードで変調し、複数の制御源からの制御データを合成し、エンコードされた情報データと合成された制御データを送信のために出力する変調器とを具備する加入者ユニット。
2. 制御データが電力制御データとパイロットデータを含む請求項1記載の加入者ユニット。
3. 変調器が、電力制御データとパイロットデータをマルチプレクスするように動作可能である請求項2記載の加入者ユニット。
4. 変調器が、連続送信のために制御データを合成するように動作可能である請求項3記載の加入者ユニット。
5. 変調器が、時々送信するために情報データを変調する請求項4記載の加入者ユニット。
6. 変調コードがウォルシュコードである請求項1ないし請求項5のいずれか1項記載の加入者ユニット。
7. 複数の情報源の第1の情報源からの情報データを変調するために使用されるウォルシュコードが、複数の情報源の第2の情報源からの情報データを変調するために使用されるウォルシュコードよりも長い請求項6記載の加入者ユニット。
8. 複数の情報源の第1の情報源からの情報データを変調するために使用されるウォルシュコードが4チップを含み、複数の情報源の第2の情報源からの情報データを変調するために使用されるウォルシュコードは2チップを含む請求項7記載の加入者ユニット。
9. 搬送波信号上での送信のために変調器からのデータを相互にかつ拡散コードと合成する合成器をさらに具備する請求項1ないし請求項8のいずれか1項記載

の加入者ユニット。

10. 拡散され、合成され、変調されたデータを伝える搬送波信号を送信する送信回路をさらに具備する請求項9記載の加入者ユニット。

11. エンコーダが、情報データに対して低いコードレートエラー訂正とシーケンス反復を行うように構成されている請求項1ないし請求項10のいずれか1項記載の加入者ユニット。

12. ワイヤレス通信システム中で使用する基地局または他の受信機において、搬送波信号を受信し、それぞれ異なる変調コードで変調された複数の情報源からのエンコードされた情報データと、相互に合成されている複数の制御源からのエンコードされた制御データとを搬送波信号から取り出す受信機と、

それぞれ異なる変調コードからのエンコードされた情報データと制御データとを復調する復調器と、

エンコードされた情報データをデコードし、制御データを復調するデコーダとを具備する基地局。

13. ワイヤレス通信システム中で送信する方法において、

複数の情報データを獲得し、

情報データをエンコードし、

複数の制御データを獲得し、

搬送波信号上での送信のために、エンコードされた情報データをそれぞれ異なる変調コードで変調し、

複数の制御源からの制御データを合成し、

送信のために、エンコードされた情報データと合成された制御データを出力することを含む方法。

14. 第1の加入者ユニットが1組の加入者ユニットと通信している基地局に対して制御データとパイロットデータを送信し、1組の加入者ユニット中の第1の加入者ユニットから送信するために変調データを発生させる方法において、

a) 前記制御データをパイロットデータと合成し、

b) 前記合成された制御データとパイロットデータを単一のチャネル変調フォーマットにしたがって変調することを含む方法。

## 【発明の詳細な説明】

### ワイヤレス通信システムで使用する加入者ユニットおよび方法

#### 発明の背景

#### 1. 発明の分野

この発明はワイヤレス通信システムで使用する加入者ユニットおよび方法に関する。

#### 1.1. 関連技術の説明

セルラ、衛星および2点間通信システムを含むワイヤレス通信システムは、変調された無線周波数(RF)信号から構成されるワイヤレスリンクを使用して、2つのシステム間でデータを送信する。ワイヤレスリンクの使用は、有線通信システムと比較して移動性が増加したり、要求されるインフラストラクチャが減少することを含むさまざまな理由のために好ましいものである。ワイヤレスリンクを使用する1つの欠点は、利用可能なRF帯域幅の量が制限されていることから生じる通信容量の制限である。この制限された通信容量は、付加的な有線接続をインストールすることにより付加的な容量を追加することができる有線ベースの通信システムと対照的である。

RF帯域幅の制限された性質を認識して、効率を増加させるためにさまざまな信号処理技術が開発されており、これによりワイヤレス通信システムは利用可能なRF帯域幅を使用している。このような帯域幅効率のよい信号処理技術の幅広く受け入れられている例の1つは、電気通信工業界(TIA)により広められ、セルラ通信システムにおいて主として使用されている、無線インターフェイス標準規格に対するIS-95と、IS-95-AやANSI-JSTD-008のようなその派生規格である(以下集約的にIS-95標準規格と呼ぶ)。IS-95標準規格は符号分割多元接続(CDMA)信号変調技術を組み込んで、同じRF帯域幅に対して複数の通信を同時に行う。総合的な電力制御と組み合わせた場合、同じ帯域幅に対して複数の通信を行うと、他のワイヤレス通信技術と比

較して特に周波数再利用を増加させることにより、ワイヤレス通信システムにおいて行うことができる通話および他の通信の総量が増加する。多元接続通信シス

テムにおいてCDMA技術を使用することは、両者ともに本発明の譲受人に譲受され、ここに参照として組込まれている、“衛星または地上中継器を使用するスペクトル拡散通信システム”と題する米国特許第4,901,307号および“CDMAセルラ電話システムにおいて信号波形を発生させるためのシステムおよび方法”と題する米国特許第5,103,459号に開示されている。

図1は、IS-95標準規格の使用にしたがって構成されたセルラ電話システムのかなり簡化した図を提供している。動作中、1組の加入者ユニット10a-dは、CDMA変調RF信号を使用して1つ以上の基地局12a-dと1つ以上のRFインターフェイスを確立することによりワイヤレス通信を行う。基地局12と加入者ユニット10との間の各RFインターフェイスは、基地局12から送信されるフォワードリンク信号と、加入者ユニットから送信されるリバースリンク信号から構成される。他のユーザとの通信は、一般的に、これらのRFインターフェイスを使用して移動体電話交換局(MTSO)14および公衆電話交換網(PSTN)16を通して行われる。付加的なRFまたはマイクロ波リンクを使用することも知られているが、基地局12、MTSO14およびPSTN16間のリンクは通常有線接続により形成される。

IS-95標準規格にしたがうと、各加入者ユニット10は1組のレートセットのうちどのレートセットが選択されたかに基づいて9.6または14.4キロビット/秒の最大データレートで単一チャネルの非コヒーレントリバースリンク信号を通してユーザデータを送信する。非コヒーレントリンクは、受信システムにより位相情報が使用されないリンクである。コヒーレントリンクは、受信機が処理中に搬送波信号位相の知識を活用する。位相情報は一般的にパイロット信号の形態をとるが、送信されたデータから推定することもできる。IS-95標準規格は1組の64ウォルシュコードを必要とし、各ウォルシュコードは64チップから構成され、フォワードリンクに対して使用される。

IS-95により指定されているような9.6または14.4キロビット/秒の最大データレートを有する単一チャネルの非コヒーレントリバースリンク信号

の使用は、典型的な通信がデジタル化音声またはファクシミリのようなより低い

レートでのデジタルデータの送信に関係しているワイヤレスセルラ電話システムによく適している。非コヒーレントリバースリンクが選択されたのは、各1、228 MHzの割り当てられた帯域幅に対して80までの加入者ユニット10が基地局12と通信を行うシステムにおいて、各加入者ユニット10からの送信に必要なパイロットデータを提供すると、1組の加入者ユニット10が他の加入者ユニット10と干渉する度合いを実質的に増加させるからである。また、9、6または14、4キロビット/秒のデータレートでは、ユーザデータに対する任意のパイロットデータの送信電力の比は大きくなり、したがって加入者ユニット間の干渉も増加する。単一チャネルのリバースリンク信号の使用が選択されたのは、同時にただ1つのタイプの通信と関わっていることが有線電話機の使用や、現在のワイヤレスセルラ通信が基づいているパラダイムと矛盾するものではないからである。また、単一チャネルを処理する複雑さは、複数のチャネルを処理することと関係する複雑さよりも少ない。

デジタル通信が発達すると、インタラクティブファイルブラウジングやテレビ電話会議のようなアプリケーションに対するデータのワイヤレス送信の需要が実質的に増加することが予想される。この増加はワイヤレス通信システムが使用される方法や、関係するRFインターフェイスが行われる条件を変える。特に、データはより高い最大レートにおいて、さらにさまざまな可能性あるレートで送信される。また、データ送信におけるエラーの許容度がオーディオ情報の送信におけるエラーよりも少ないことから、またより多くの信頼性ある送信が必要となってくる。さらに、データタイプが増加すると、同時に複数のタイプのデータを送信する必要性を生み出す。例えば、オーディオまたはビデオインターフェイスを維持しながらデータファイルを交換することが必要となるかもしれない。また、加入者ユニットからの送信レートが増加すると、より高いデータ送信レートは基地局のデータ処理容量をより少ない加入者ユニット10の数にすることから、RF帯域幅の量当たりにおける基地局12と通信する加入者ユニット10の数は減少する。いくつかの例では、現在のIS-95リバースリンクはこれらすべての変化に対して理想的に適していない。したがって、本発明は複数のタイプ

の通信を実行することができ、より高いデータレートで帯域幅効率がよいCDMAインターフェイスを提供することに関係している。

#### 発明の要約

1つの観点では、本発明は、ワイヤレス通信システム中で使用する加入者ユニットまたは他の送信機を提供し、この加入者ユニットは、情報データの複数の情報源と、情報データをエンコードするエンコーダと、制御データの複数の制御源と、搬送波信号上での送信のためにエンコードされた情報データをそれぞれ異なる変調コードで変調し、複数の制御源からの制御データを合成し、エンコードされた情報データと合成された制御データを送信のために出力する変調器とを具備する。

他の観点では、本発明は、ワイヤレス通信システム中で使用する基地局または他の受信機を提供し、この基地局は、搬送波信号を受信し、それぞれ異なる変調コードで変調された複数の情報源からのエンコードされた情報データと、相互に合成されている複数の制御源からのエンコードされた制御データとを搬送波信号から取り出す受信機と、それぞれ異なる変調コードからのエンコードされた情報データと制御データとを復調する復調器と、エンコードされた情報データをデコードし、制御データを復調するデコーダとを具備する。

さらに他の観点では、本発明は、ワイヤレス通信システム中で送信する方法を提供し、この方法は、複数の情報データを獲得し、情報データをエンコードし、複数の制御データを獲得し、搬送波信号上での送信のために、エンコードされた情報データをそれぞれ異なる変調コードで変調し、複数の制御源からの制御データを合成し、送信のために、エンコードされた情報データと合成された制御データを出力することを含む。

他の観点では、本発明は、第1の加入者ユニットが1組の加入者ユニットと通信している基地局に対して制御データとパイロットデータを送信し、1組の加入者ユニット中の第1の加入者ユニットから送信するために変調データを発生させる方法を提供し、この方法は、a) 前記制御データをパイロットデータと合成し、b) 前記合成された制御データとパイロットデータを単一のチャネル変調フォーマット

マツトにしたがって変調することを含む。

本発明の1実施形態にしたがうと、1組の個々に利得調整された加入者チャネルが、直交波期間当たり少ない数のPN拡散チップを有する1組の直交サブチャネルコードを使用することにより形成される。送信チャネルの1つを通じて送信されるデータは、サブチャネルコードの1つで変調され、利得調整され、他のサブチャネルコードを使用して変調されたデータと合計される前に、低いコードレートエラー訂正エンコードおよびシーケンス反復さる。結果として得られた合計データはユーザロギングコードと疑似ランダム拡散コード(PNコード)を使用して変調され、送信のためにアップコンバートされる。ショート直交コードを使用すると、地上ワイヤレスシステムで普通被るレーリフエーディングを克服する時間ダイバーシティのために、拡張されたエラー訂正コード化および反復を可能にしつつ、干渉の抑制をもたらす。提供される本発明の例示的な実施形態では、1組のサブチャネルコードは4つのウォルシュコードから構成され、それぞれ1組の残りのものと直交し、持続期間中の4チップを有する。

本発明の好ましい実施形態では、加入者チャネルの2つが単一のトラフィックチャネルにマルチプレクスされる。より小さいピーク対平均送信電力比を可能にすることから、より少ないトラフィックチャネルの使用が好ましい。異なる数のトラフィックチャネルの使用は本発明と矛盾しない。

本発明の第1の例示的な実施形態では、パイロットデータは送信チャネルの第1のチャネルを通して送信され、電力制御および他のフレーム毎の制御データは第2の送信チャネルを通して送信される。好ましい実施形態では、パイロットチャネルおよび制御加入者チャネル上の情報は、電力制御およびフレーム毎の制御データを含み、1つのトラフィックチャネル上に相互にマルチプレクスされ、連続的な送信を可能にしながらもピーク対平均電力比を減少させる。補器やペーヌメカのような個人的な電子装置との干渉の可能性を減少させることから、連続的な送信は非常に望ましいことである。パイロットおよび制御データは常に送信されるので、結果として得られた信号も連続的である。他のトラフィックチャネルは一般的にそのトラフィックチャネルタイプのデータがアクティブであるときのみアクティブである。制御データがパイロット加入者チャネル以外の加入者

チャネルとマルチプレクスされている場合には、結果として得られたトラフィックチャネル被形は元々のトラフィックチャネルデータがインアクティブの場合に不連続である。他の加入者トラフィックチャネルも単一の送信チャネルにマルチプレクスすることができる。ここでは2つの独立した加入者トラフィックチャネルを使用して、異なるタイプのトラフィックに対して、異なる利得およびフレーム再送信アプローチを可能にしている。残りの2つの送信チャネルを使用して、ユーザデータまたはシグナリングデータあるいはこの両方を含む非指定デジタルデータを送信する。例示的な実施形態では、2つの非指定送信チャネルの1つはBPSK変調に構成され、他のものはQPSK変調に構成される。これはシステムの多用途を例示するためになされている。両チャネルは本発明の代替実施形態ではBPSK変調またはQPSK変調させることができる。

変調前に、非指定データはエンコードされ、このエンコード処理には、巡回冗長検査(CRC)の発生、畳み込みエンコード、インターリーブ、選択的なシーケンスの反復、BPSKまたはQPSKのマッピング処理が含まれている。実行される反復量を変化させることにより、そしてシンボルシーケンスの整数に反復量を制限しないことにより、高いデータレートを含む幅広いさまざまな送信レートを達成することができる。さらに、両非指定送信チャネルに対して同時にデータを送信することによって、より高いデータレートも達成することができる。また、各送信チャネル上で実行される利得調整を頻繁に更新することにより、送信システムにより使用される総送信電力は最小に維持することができるので、複数の送信システム間で発生される干渉は最小になり、これにより全体的なシステム容量が増加する。

#### 図面の簡単な説明

本発明の特徴、目的、効果は、同じ参照文字が全体を通して対応するものを識別している図面とともに以下に述べられている詳細な説明からさらに明白になるであろう。

図1は、セルラ電話システムのブロック図である。

図2は、本発明の例示的な実施形態にしたがって構成された加入者ユニットと

基地局のブロック図である。

図3は、本発明の例示的な実施形態にしたがって構成されたBPSKチャネルエンコーダとQPSKチャネルエンコーダのブロック図である。

図4は、本発明の例示的な実施形態にしたがって構成された送信信号処理システムのブロック図である。

図5は、本発明の例示的な実施形態にしたがって構成された受信信号処理システムのブロック図である。

図6は、本発明の1つの実施形態にしたがって構成されたフィンガ処理システムのブロック図である。

図7は、本発明の例示的な実施形態にしたがって構成されたBPSKチャネルデコーダとQPSKチャネルデコーダのブロック図である。

図8は、制御データとパイロットデータが1つのチャネルに合成されている、本発明を具体化した送信システムのブロック図である。

図9は、送信される信号のフィルタ処理を含み、制御データとパイロットデータが1つのチャネルに合成されている、本発明を具体化した送信システムのブロック図である。

図10は、電力データとパイロットデータが1つのチャネルに合成されている受信データに対して本発明を具体化した受信システムである。

#### 好ましい実施形態の詳細な説明

セルラ通信システムのリバースリンク送信部分の状況において、高レートCDMAワイヤレス通信の新規で改良された方法および装置を説明する。本発明をセルラ電話システムの多点から1点へのリバースリンク送信で使用するよう適合させてもよいが、本発明はフォワードリンク送信にも等しく適用可能である。さらに、他の多くのワイヤレス通信システムは本発明を組み込むことにより利益を得ることができ、このようなワイヤレス通信システムには、衛星ベースのワイヤレス通信システムや、2点間ワイヤレス通信システムや、同軸または他の広帯域ケーブルを使用することにより無線周波数信号を送信するシステムが含まれる。

図2は、本発明の1つの実施形態にしたがって加入者ユニット100と基地局

120として構成された受信および送信システムのブロック図である。第1組のデータ（BPSKデータ）はBPSKチャネルエンコーダ103により受け取られ、このBPSKチャネルエンコーダ103はBPSK変調を実施するために構成されたコードシンボルストリームを発生し、これは変調器104により受け取られる。第2組のデータ（QPSKデータ）はQPSKチャネルエンコーダ102により受け取られ、このQPSKチャネルエンコーダ102はQPSK変調を実施するために構成されたコードシンボルストリームを発生し、これも変調器104により受け取られる。変調器104は電力制御データとパイロットデータも受け取り、これらは符号分割多元接続（CDMA）技術にしたがってBPSKおよびQPSKエンコードデータとともに変調され、RF処理システム106により受け取られる1組の変調シンボルが発生させる。RF処理システム106はこの1組の変調シンボルをフィルタ処理し、アンテナ108を使用して基地局120に送信するために搬送波周波数にアップコンバートする。ただ1つの加入者ユニット100のみが示されているが、複数の加入者ユニットが基地局120と通信してもよい。

基地局120内では、RF処理システム122が送信されたRF信号をアンテナ121を經由して受信し、バンドパスフィルタ処理を行い、ベースバンドにダウンコンバートし、デジタル化を行う。復調器124はデジタル化信号を受け取って、CDMA技術にしたがって復調を実行し、電力制御、BPSKおよびQPSK軟判定データを生成する。BPSKチャネルデコーダ128は復調器124から受け取ったBPSK軟判定データをデコードし、BPSKデータの最良の推定値を生成し、QPSKチャネルデコーダ126は復調器124により受け取られたQPSK軟判定データをデコードして、QPSKデータの最良の推定値を生成する。第1および第2組のデータの最良の推定値は、さらなる処理あるいは次の宛先に送るために利用可能となり、受信された電力制御データは直接的あるいはデコード処理した後で使用され、加入者ユニット100にデータを送信するのに使用されるフォワードリンクチャネルの送信電力を調整する。

図3は、本発明の例示的な実施形態にしたがって構成された場合のBPSKチャネルエンコーダ103とQPSKチャネルエンコーダ102のブロック図であ

る。BPSKチャネルエンコーダ103内では、BPSKデータがCRCチェックサム発生器130により受け取られ、このCRCチェックサム発生器130はそれぞれ20ミリ秒の第1組のデータに対してチェックサムを発生させる。CRCチェックサムとともにデータフレームはテールビット発生器132により受け取られ、テールビット発生器132は8つの論理ゼロからなるテールビットを各フレームの最後に追加し、デコードプロセスの最後に既知の状態をもたらす。コードテールビットとCRCチェックサムを含むフレームは次に畳み込みエンコーダ134により受け取られ、この畳み込みエンコーダ134は束縛長(K)9、レート(R)1/4畳み込みエンコードを実行して、これによりエンコード入力レート( $E_R$ )の4倍のレートでコードシンボルを発生させる。代替実施形態では、レート1/2を含む他のエンコードレートが実行されるが、その最適な複雑性対性能特性のためにレート1/4の使用が好ましい。ブロックインターリーブ136はコードシンボル上でビットインターリーブを実行して、速いフェーディング環境中でさらに信頼性のある送信のために時間ダイバーシティを提供する。結果として得られるインターリーブされたシンボルは可変開始点リビータ138により受け取られ、この可変開始点リビータ138はインターリーブされたシンボルシーケンスを十分な回数 $N_R$ 反復して一定レートのシンボルストリームを提供し、これは一定数のシンボルを有する出力フレームに対応する。シンボルシーケンスを反復するとデータの時間ダイバーシティも増加させ、フェーディングを克服する。例示的な実施形態では、一定数のシンボルは各フレームに対して6, 144シンボルに等しく、シンボルレートを1秒当たり307.2キロシンボルにする。また、リビータ138は異なる開始点を使用して、各シンボルシーケンスに対して反復を始める。フレーム当たり6, 144シンボルを発生させるのに必要な $N_R$ の値が整数でない場合には、最終的な反復はシンボルシーケンスの一部に対してのみ実行される。結果として得られる1組の反復されたシンボルはBPSKマッピング装置139により受け取られ、このBPSKマッピング装置139はBPSK変調を実行するために+1と-1の値のBPSKコードシンボルストリーム(BPSK)を発生させる。本発明の代替実施形態では、リビータ138がブロックインターリーブ136の前に配置され、ブロックインターリーブ136

各フレームに対して同じ数のシンボルを受け取る。

QPSKチャネルエンコード102内では、QPSKデータがCRCチェックサム発生器140により受け取られ、このCRCチェックサム発生器140は各20ミリ秒フレームに対してチェックサムを発生させる。CRCチェックサムを含むフレームはコードテールビット発生器142により受け取られ、このコードテールビット発生器142は8つの論理ゼロの1組のテールビットをフレームの最後に追加する。コードテールビットとCRCチェックサムを含むようになったフレームは畳み込みエンコード144により受け取られ、この畳み込みエンコード144は $K=9$ 、 $R=1/4$ 畳み込みエンコードを実行し、これによりエンコード入力レート ( $E_R$ ) の4倍のレートでシンボルを発生させる。ブロックインターリーブ146はシンボル上でビットインターリーブを実行し、結果として得られたインターリーブされたシンボルは可変開始点リピータ148により受け取られる。可変開始点リピータ148は、各反復に対してシンボルシーケンス内の異なる開始点を使用してインターリーブされたシンボルシーケンスを十分な回数 $N_R$ 反復し、各フレームに対して12,288シンボルを発生させ、コードシンボルレートを1秒当たり614,4キロシンボル (k s p s) にする。 $N_R$ が整数でない場合には、最終的な反復はシンボルシーケンスの一部に対してのみ実行される。結果として得られた反復シンボルはQPSKマップ装置149により受け取られ、このQPSKマップ装置149はQPSK変調を実行するために構成されたQPSKコードシンボルストリームを発生させ、これは+1と-1値の同位相QPSKコードシンボルストリーム ( $QPSK_I$ ) と、+1と-1値の直角位相QPSKコードシンボルストリーム ( $QPSK_Q$ ) とから構成される。本発明の代替実施形態では、リピータ148はブロックインターリーブ146の前に配置されるので、ブロックインターリーブ146は各フレームに対して同じ数のシンボルを受け取る。

図4は、本発明の例示的な実施形態にしたがって構成された図2の変調器104のブロック図である。BPSKチャネルエンコード103からのBPSKシン

ボルは、乗算器 150b を使用してウォルシュコード  $W_2$  でそれぞれ変調され、QPSK チャネルエンコーダ 102 からの QPSK<sub>1</sub> および QPSK<sub>0</sub> シンボル

は、乗算器 150c および 150 を使用してウォルシュコード  $W_3$  でそれぞれ変調される。電力制御データ (PC) は乗算器 150a を使用してウォルシュコード  $W_1$  により変調される。利得調整装置 152 はパイロットデータ (PILOT) を受け取り、利得調整係数  $A_0$  にしたがって振幅を調整し、このパイロットデータは本発明の好ましい実施形態では正電圧に係る論理レベルから構成されている。PILOT 信号はユーザデータを提供しないが、基地局に対して位相および振幅情報を提供するので、基地局は残りのサブチャネル上で伝えられるデータをコヒーレントに復調し、合成のために軟判定出力値をスケール処理することができる。利得調整装置 154 は利得調整関数  $A_1$  にしたがってウォルシュコード  $W_1$  変調された電力制御データの振幅を調整し、利得調整装置 156 は増幅変数  $A_2$  にしたがってウォルシュコード  $W_2$  変調された BPSK チャネルデータの振幅を調整する。利得調整装置 158a および b は、利得調整係数  $A_3$  にしたがって同位相および直角位相ウォルシュコード  $W_3$  変調された QPSK シンボルの振幅をそれぞれ調整する。本発明の好ましい実施形態において使用される 4 つのウォルシュコードを表 I に示す。

ウォルシュコード	変調シンボル
$W_0$	++++
$W_1$	++--
$W_2$	+-+-
$W_3$	+-+-

表 I

$W_0$  コードは実際上まったく変調を行わず、これは示されているパイロットデータの処理と矛盾しないことについては当業者に明らかであろう。電力制御データは  $W_1$  コードで変調され、BPSK データは  $W_2$  コードで変調され、QPSK データは  $W_3$  コードで変調される。適切なウォルシュコードでいったん変調されると、以下に説明するように、パイロット、電力制御データ、および BPSK データ

タはBPSK技術にしたがって送信され、QPSK (QPSK<sub>I</sub>およびQPSK<sub>Q</sub>) データはQPSK技術にしたがって送信される。すべての直交チャネルが使用される必要はなく、ただ1つのユーザチャネルが提供される場合には4つのウォルシュコードの内の3つだけを本発明の代替実施形態において使用することも理解すべきである。

ショート直交コードの使用は、より長いウォルシュコードの使用を組み込んでいるシステムと比較した場合、シンボル当たりより少ないチップを発生させ、したがってさらに拡張的なコード化および反復が可能となる。このさらに拡張的なコード化および反復は、地上通信システムにおけるエラーの主要源であるレーリーフエーディングに対する保護をもたらす。他のコード数およびコード長の使用は本発明と矛盾しないが、より長い組のより長いウォルシュコードはフェーディングに対するこの強化された保護を減少させる。4チップコードの使用が最適であると考えられる。その理由は、4チャネルはショートコード長も維持しながらも、以下に例示するようなさまざまなタイプのデータの送信に対して実質的な柔軟性をもたらすからである。

合計器160は利得調整装置152、154、156および158aからの結果として得られた振幅調整変調シンボルを合計して、合計された変調シンボル161を発生させる。PN拡散コードPN<sub>I</sub>およびPN<sub>Q</sub>は乗算器162aおよびbを使用してロングコード180との乗算により拡散される。乗算器162aおよび162bにより提供される結果として得られた疑似ランダムコードを使用して、乗算器164a-dと合計器166aおよびbを利用する複素乗算により、合計された変調シンボル161と利得調整直角位相シンボルQPSK<sub>Q</sub>163を変調する。結果として得られた同位相項X<sub>I</sub>と直角位相項X<sub>Q</sub>は、乗算器168と同位相および直角位相シフトを使用し、かなり簡便化された形態で示されているRF処理システム106内で、その後フィルタ処理され（フィルタ処理は示されていない）、搬送波周波数にアップコンバートされる。オフセットQPSKアップコンバートは本発明の代替実施形態においても使用することができる。結果として得られた同位相および直角位相アップコンバート信号は合計器170を

使用して合計され、マスター利得調整 $A_M$ にしたがつてマスター増幅器172により増幅され、基地局120に送信される信号 $s(t)$ が発生される。本発明

の好ましい実施形態では、信号は拡散され、1.2288MHz帯域幅にフィルタ処理され、既存のCDMAチャネルの帯域幅と互換性を残している。

データが送信される複数の直交チャネルを提供するとともに、高い入力データレートにตอบสนองして実行される反復量 $N_R$ を減少させる可変レートリビータを使用することにより、先に説明した送信信号処理の方法およびシステムは、単一の加入者ユニットまたは他の送信システムがさまざまなデータレートでデータを送信できるようにする。特に、図3の可変開始点リビータ138または148により実行される反復 $N_R$ のレートを減少させることにより、ますます高いエンコード入力率 $E_R$ を維持することができる。本発明の代替実施形態では、レート1/2畳み込みエンコードは2倍増加された反復 $N_R$ レートで実行される。さまざまな反復 $N_R$ レートとBPSKチャネルおよびQPSKチャネルに対する1/4および1/2に等しいエンコードレート $R$ とによりサポートされる1組の例示的なエンコードレート $E_R$ をそれぞれ表11および12に示す。

ラベル	$E_R$ , BPSK (bps)	エンコーダ アウト $R=1/4$ (ビット/フレーム)	$N_R$ , $R=1/4$ (反復レート, $R=1/4$ )	エンコーダ アウト $R=1/2$ (ビット/フレーム)	$N_R$ , $R=1/2$ (反復レート, $R=1/2$ )
高レート-72	76,800	6,144	1	3,072	2
高レート-64	70,400	5,632	1 1/11	2,816	2 2/11
	51,200	4,096	1 1/2	2,048	3
高レート-32	38,400	3,072	2	1,536	4
	25,600	2,048	3	1,024	6
RS2-フルレート	14,400	1,152	5 1/3	576	10 2/3
RS1-フルレート	9,600	768	8	384	16
ヌル	850	68	90 6/17	34	180 12/17

表 I I. BPSKチャネル

ラベル	$E_R$ , QPSK (bps)	エンコーダ アウト $R=1/4$ (ビット/フレーム)	$N_R$ , $R=1/4$ (反復レート, $R=1/4$ )	エンコーダ アウト $R=1/2$ (ビット/フレーム)	$N_R$ , $R=1/2$ (反復レート, $R=1/2$ )
	153,600	12,288	1	6,144	2
高レート-72	76,800	6,144	2	3,072	4
高レート-64	70,400	5,632	2 1/11	2,816	4 4/11

	51,200	4,096	3	2,048	6
高レート-32	38,400	3,072	4	1,536	8
	25,600	2,048	6	1,024	12
RS2-フルレート	14,400	1,152	10 2/3	576	21 2/3
RS1-フルレート	9,600	768	16	384	32
ヌル	850	68	180 12/17	34	361 7/17

表 I I I. QPSKチャネル

エンコーダ入力レート $E_R$ は、データ送信レート引くCRC、コードテールビットおよび他の任意のオーバーヘッド情報の送信に対して必要な定数に対応していることから、表 I I および I I I はシーケンス反復数 $N_R$ を調整することにより、高いデータレートを含む幅広いさまざまなデータレートをサポートすることができることを示している。表 I I および I I I にも示されているように、QPSK変調を使用してデータ送信レートを増加させてもよい。一般的に使用されると予測されるレートは、“高レート72”と“高レート32”のようなラベルを付けて提供されている。本発明の例示的な実施形態では、高レート72、高レート64および高レート32として記されているこれらのレートはそれぞれ72、64

および32kbp/sのトラフィックレートをもち、それぞれ3、6、5、2および5、2kbp/sのレートとを有するシグナリングおよび他の制御データにマルチプレクスされる。RS-1フルレートとRS-2フルレートのレートはIS-95準拠通信システムで使用されるレートに対応しており、したがって互換性目的のための実質的な使用を許容することも予想される。スルレートは単一ビットの送信であり、フレーム消去を示すために使用され、これもIS-95標準規格の一部である。

反復レート $N_R$ の減少により送信レートを増加することに加えてあるいはこれの代わりに実行される、2つ以上の複数の直交チャネルに対するデータの同時送信により、データ送信レートを増加させてもよい。例えば、(図示されていない)マルチプレクサは単一のデータ源を、複数のデータサブチャネルを通して送信されるべき複数のデータ源に分割することができる。したがって、受信システムの信号処理能力を越え、エラーレートが許容できないものとなるまで、あるい

は送信システム電力の最大送信電力に達するまで、より高いレートの特別なチャネルを介する送信により、あるいは複数のチャネルを通して同時に実行される複数の送信により、あるいはこの両方により総送信レートを増加させることができる。

複数のチャネルを提供すると、異なるタイプのデータ送信における柔軟性が向上する。例えば、BPSKチャネルを音声情報に対して指定し、QPSKチャネルをデジタルデータの送信に対して指定してもよい。この実施形態は、より低いデータレートにおける音声のような時間感応性があるデータの送信に対して1つのチャネルを指定し、デジタルファイルのようなより時間感応性が低いデータの送信に対して他のチャネルを指定することにより、さらに一般化することができる。この実施形態では、さらに時間ダイバーシティを増加させるためにより時間感応性が低いデータに対してより大きなブロックでインターリーブを実行することができる。本発明の他の実施形態において、BPSKチャネルはデータの主送信を実行し、QPSKチャネルはオーバーフロー送信を実行する。直交ウォルシュコードを使用すると、加入者ユニットから送信される1組のチャネル間の干渉

を除去あるいは実質的に減少させ、したがって基地局における受信の成功に必要な送信エネルギーを最小にする。

受信システムにおける処理能力を増加させるために、したがって加入者ユニットのより高い送信能力を利用する範囲を増加させるために、直交チャネルの1つ通してパイロットデータも送信される。パイロットデータを使用すると、リバースリンク信号の位相オフセットを決定および除去することにより、コヒーレントな処理を受信システムにおいて実行することができる。またレーク受信機で合成される前に異なる時間遅延で受信されるマルチパス信号を最適に重み付けするためにパイロットデータを使用することができる。いったん位相オフセットを除去して、マルチパス信号を適切に重み付けすると、マルチパス信号を合成することができ、適切な処理のためにリバースリンク信号が受信されなければならない電力を減少させることができる。要求される受信電力におけるこの減少は、より高い送信レートでもうまく処理されるようにし、あるいは逆に、1組のリバースリンク信号間の干渉を減少させることができる。パイロット信号の送信のために何

らかの付加的な送信電力が必要であるが、より高い送信レートの状況では、総リバースリンク信号電力に対するパイロットチャネル電力の比は、より低いデータレートのデジタル音声データ送信システムに比べるものよりも実質的に低い。したがって、高いデータレートのCDMAシステム内では、コヒーレントなリバースリンクの使用により達成される $E_b/N_0$ 利得は、各加入者ユニットからパイロットデータを送信するのに必要な付加的な電力より影響力がある。

主増幅器172とともに利得調整装置152-158を使用すると、送信システムがさまざまな無線チャネル状態、送信レートおよびデータタイプに適合するようにすることにより、先に説明したシステムの高い送信能力を利用できる範囲をさらに増加させる。特に、適切な受信に必要なチャネルの送信電力は、他の直交チャネルとは無関係な方法で、時間に対してそして状態の変化により変化させてもよい。例えば、リバースリンク信号の最初の獲得中に、基地局における検出および同期化を促進するために、パイロットチャネルの電力を増加させる必要があるかもしれない。しかしながらいったんリバースリンク信号が獲得されると、

パイロットチャネルの必要な送信電力は実質的に減少し、加入者ユニットレートの変動を含むさまざまな要因に依存して変化させてもよい。したがって、利得調整係数の値 $A_0$ は信号獲得中に増加し、通信の進行中は減少する。他の例では、エラーをさらに許容可能な情報がフォワードリンクを通して送信されている場合、あるいはフォワードリンク送信が生じている環境がフェーディング状態になり易くない場合には、低いエラーレートを持つ電力制御データを送信する必要性が減少するので、利得調整係数 $A_1$ を減少させてもよい。本発明の1つの実施形態では、電力制御調整が必要でない場合はいつでも、利得調整係数 $A_1$ はゼロに減少される。

本発明の他の実施形態では、フォワードリンク信号を通して送信される電力制御コマンドを使用して、基地局120または他の受信システムがチャネルの利得調整あるいはリバースリンク信号全体の利得調整を変えらえるようにすることにより、各直交チャネルまたはリバースリンク信号全体を利得調整する能力をさらに活用することができる。特に、基地局が、特定のチャネルあるいはリバースリンク信号全体の送信電力の調整を要求する電力制御情報を送信してもよい。これ

は多くの例において利点を持ち、これらの例には、デジタル音声およびデジタルデータのようなエラーに対して異なる感応性を持つ2つのデータタイプがBPSKおよびQPSKチャネルを通して送信されている場合が含まれる。このケースの場合、基地局120は2つの関連チャネルに対して異なるターゲットエラーレートを確立する。チャネルの実際のエラーレートがターゲットエラーレートを越えた場合、基地局は加入者ユニットに命令して実際のエラーレートがターゲットエラーレートに達するまでそのチャネルの利得調整を減少させる。これは結局1つのチャネルの利得調整係数を他のものに対して増加させるように導く。すなわちさらにエラー感応性が高いデータに関係する利得調整係数は、より感応性が低いデータに関係する利得調整係数に対して増加される。他の例では、リバースリンク全体の送信電力はフェーディング状態または加入者ユニット100の移動のために調整を必要とするかもしれない。これらの例では、基地局120は単一の電力制御コマンドを送信することによりそのようにすることができる。

したがって、相互に関してとともに、4つの直交チャネルの利得を独立的に調整できるようにすることにより、パイロットデータ、電力制御データ、シグナリングデータあるいは異なるタイプのユーザデータに関わらず、リバースリンク信号の総送信電力は各データタイプの送信を成功させるのに必要な最小量に維持することができる。さらに、各データタイプに対して送信の成功を異ならして定義することができる。必要な最小量の電力で送信すると、加入者ユニットの送信電力能力が有限であることを仮定した場合に最大量のデータを基地局に送信することができ、加入者ユニット間の干渉も減少させることができる。このように干渉が減少すると、CDMAワイヤレスセルシステム全体の総通信容量が増加する。

リバースリンク信号において使用される電力制御チャネルは、1秒当たり800電力制御ビットのレートを含むさまざまなレートで加入者ユニットが電力制御情報を基地局に送信できるようにする。本発明の好ましい実施形態では、電力制御ビットは基地局に命令して、加入者ユニットに情報を送信するのに使用されているフォワードリンクトラフィックチャネルの送信電力を増加または減少させる。CDMAシステム内で急速な電力制御を有することは一般的に有用なことであるが、データ送信を含むより高いデータレート通信の状況では特に有用である。そ

の理由はデジタルデータはエラーに対してさらに感応性が高く、高いレートの送信は短時間のフェーディング状態中であっても多量のデータを失わせる。高速リバースリンク送信に高速フォワードリンク送信が付随し易い場合には、リバースリンクに対して急速な電力制御の送信を提供すると、CDMAワイヤレス通信システム内での高速通信をさらに促進する。

本発明の他の例示的な実施形態では、特定の $N_R$ により定義される1組のエンコード入力レート $E_R$ を使用して、特定のタイプのデータを送信する。すなわち、応じて調整される関連する $N_R$ とともに、最大エンコード入力レート $E_R$ または1組のより低いエンコード入力レート $E_R$ でデータを送信してもよい。この実施形態の好ましい実施では、最大レートは、表11および111と関連してRS1

フルレートおよびRS 2-フルレートとして先に言及したIS-95準拠ワイヤレス通信システムで使用される最大レートに対応し、それぞれのより低いレートは次に高いレートのほぼ半分であり、フルレート、ハーフレート、4分の1レート、8分の1レートから構成される1組のレートを生成する。より低いデータレートは、表IVにおいて提供されているBPSKチャネル中のレート組1およびレート組2に対して $N_R$ の値を持つシンボル反復レート $N_R$ を増加させることにより発生させることが好ましい。

ラベル	$E_R$ , QPSK (bps)	エンコーダ アウト $R=1/4$ (ビット/フレーム)	$N_R$ , $R=1/4$ (反復レート, $R=1/4$ )	エンコーダ アウト $R=1/2$ (ビット/フレーム)	$N_R$ , $R=1/2$ (反復レート, $R=1/2$ )
RS2-フルレート	14,400	1,152	5	576	10 2/3
RS2-ハーフレート	7,200	576	10 2/3	288	21 1/3
RS2- 4分の1レート	3,600	288	21 1/3	144	42 2/3
RS2- 8分の1レート	1,900	152	40 8/19	76	80 16/19
RS1-フルレート	9,600	768	8	384	16
RS1-ハーフレート	4,800	384	16	192	32
RS1- 4分の1レート	2,800	224	27 3/7	112	54 6/7
RS1- 8分の1レート	1,600	128	48	64	96

ヌル	850	68	90 6/17	34	180 12/17
----	-----	----	---------	----	-----------

表 IV. BPSKチャネル中のRS 1およびRS 2レート組

QPSKチャネルに対する反復レートはBPSKチャネルに対する反復レートの2倍である。

本発明の例示的な実施形態にしたがうと、前のフレームに対してフレームのデータレートが変化した場合、フレームの送信電力は送信レートの変化にしたがって調整される。すなわち、より低いレートのフレームがより高いレートのフレームの後に送信される場合、フレームが送信されている送信チャネルの送信電力は、レートの減少に比例してより低いレートのフレームに対して減少され、この逆も同様である。例えば、フルレートフレーム送信中のチャネルの送信電力が送信電力Tである場合、ハーフレートフレームの後続する送信中の送信電力は送信電力

力 $T/2$ である。フレームの全持続時間に対して送信電力を減少させることにより送信電力の減少を実行することが好ましいが、何らかの冗長情報が“ブランクアウト”されるように送信デューティサイクルを減少させることにより実行してもよい。いずれのケースにおいても、送信電力の調整は閉ループ電力制御メカニズムと組み合わせて生じ、これにより基地局から送信される電力制御データにตอบสนองして送信電力がさらに調整される。

図5は、本発明の例示的な実施形態にしたがって構成された、図2のRF処理システム122と復調器124のブロック図である。乗算器180aおよび180bは同位相シフトおよび直交位相シフトでアンテナ121から受信された信号をダウンコンバートして、同位相受信サンプル $R_I$ と直交位相受信サンプル $R_Q$ をそれぞれ生成する。RF処理システム122はかなり簡便化された形態で示されており、信号は広く知られた技術にしたがって整合フィルタ処理されてデジタル化される（図示せず）ことを理解すべきである。受信サンプル $R_I$ および $R_Q$ は次に復調器124内のフィンガ復調器182に加えらる。各フィンガ復調器182は、加入者ユニット100により送信されたリバースリンク信号のインスタンスが利用可能であればこのようなインスタンスを処理する。ここで、リバースリンク信号の各インスタンスはマルチパス現象により発生される。3つ

のフィンガ復調器が示されているが、単一のフィンガ復調器182の使用を含む他の数のフィンガプロセッサを使用することも本発明と矛盾しない。各フィンガ復調器182は、電力制御データ、BPSKデータ、QPSK $_I$ データおよびQPSK $_Q$ データからなる1組の軟判定データを生成する。本発明の代替実施形態では合成器184内で時間調整を実行することができるが、各組の軟判定データは対応するフィンガ復調器内でも時間調整がなされる。合成器184はフィンガ復調器182から受け取った軟判定組を合計して、電力制御、BPSK、QPSK $_I$ およびQPSK $_Q$ 軟判定データの単一インスタンスを生成する。

図6は本発明の例示的な実施形態にしたがって構成された図5のフィンガ復調器182のブロック図である。 $R_I$ および $R_Q$ 受信サンプルは、処理されているリ

パースリンク信号の特定インスタンスの送信パスにより導入される遅延量にしたがい、最初にタイミング調整装置190を使用し時間調整される。ロングコード200は、乗算器201を使用して疑似ランダム拡散コード $PN_I$ および $PN_Q$ と混合され、結果として得られたロングコード変調 $PN_I$ および $PN_Q$ 拡散コードの複素共役は、乗算器202および合計器204を使用して、時間調整された $R_I$ および $R_Q$ 受信サンプルと複素乗算されて項 $X_I$ および $X_Q$ が生成される。項 $X_I$ および $X_Q$ の3つの独立したインスタンスがそれぞれウォルシュコード $W_1$ 、 $W_2$ および $W_3$ を使用して復調され、結果として得られたウォルシュ復調データは4-1合計器212を使用して4つの復調チップについて合計される。 $X_I$ および $X_Q$ データの第4のインスタンスは合計器208を使用して4つの復調チップについて合計され、その後パイロットフィルタ214を使用してフィルタ処理される。本発明の好ましい実施形態では、パイロットフィルタ214は合計器208により実行される一連の合計に対して平均化を実行するが、他のフィルタ処理技術も当業者に明らかである。乗算器216および加算器217を使用する複素共役乗算を通して、BPSK変調データにしたがって $W_1$ および $W_2$ ウォルシュコード復調データを位相回転およびスケール処理するために、フィルタ処理された同位相および直角位相パイロット信号を使用し、軟判定電力制御およびBPSKデータを生成する。 $W_3$ ウォルシュコード変調データは、乗算器218および加算器220を利用して、QPSK変調データにしたがって同位相および直角

位相のフィルタ処理されたパイロット信号を使用して位相回転され、軟判定QPSKデータが生成される。軟判定電力制御データは384-1合計器222により384変調シンボルに対して合計され、電力制御軟判定データが生成される。位相回転された $W_3$ ウォルシュコード変調データ、 $W_3$ ウォルシュコード変調データ、および電力制御軟判定データが合成のために利用可能となる。本発明の代替実施形態では、エンコード処理およびデコード処理は同様に電力制御データにおいて実行される。

位相情報を提供することに加えて、受信システム内でパイロット信号を使用し時間追跡を促進してもよい。時間追跡は、前の(早い)1つのサンプル時間お

および後の（遅い）1つのサンプル時間の受信データ、処理されている現在の受信サンプルを処理することによっても実行される。実際の到着時間に最も近く整合する時間を決定するために、早いサンプル時間と遅いサンプル時間におけるパイロットチャネルの振幅を現在のサンプル時間の振幅と比較して、どれが最も大きいかを決定することができる。隣接サンプル時間の1つにおける信号が現在のサンプル時間における信号よりも大きい場合には、最高の復調結果が得られるようにタイミングを調整することができる。

図7は、本発明の例示的な実施形態にしたがって構成されたBPSKチャネルデコーダ128とQPSKチャネルデコーダ126（図2）のブロック図である。合成器184（図5）からのBPSK軟判定データは累算器240により受け取られ、この累算器240は受信フレーム中の $6, 144/N_R$ 復調シンボルの第1のシーケンスを記憶し、フレームに含まれている $6, 144/N_R$ 復調シンボルの後続の各組を対応する記憶された累算シンボルに加える。ここで $N_R$ は先に説明したようにBPSK軟判定データの送信レートに依存する。ブロックデインターリーブ242は累算器240からの累算軟判定データをデインターリーブし、ビットデコーダ244はデインターリーブされた軟判定データをデコードして、CRCチェックサム結果とともに硬判定データを生成する。QPSKデコーダ126内において、合成器184（図5）からのQPSK<sub>I</sub>およびQPSK<sub>Q</sub>軟判定データは、デマルチプレクサ246により単一軟判定データストリームにデマルチプレクスされ、単一の軟判定データストリームが累算器248により受け取

られ、累算器248はすべての $6, 144/N_R$ 復調シンボルを累算し、ここで $N_R$ はQPSKデータの送信レートに依存している。ブロックデインターリーブ250は累算器248からの軟判定データをデインターリーブし、ビットデコーダ252はデインターリーブされた変調シンボルをデコードして、CRCチェックサム結果とともに硬判定データを生成する。シンボルの反復がデインターリーブの前に実行される図3に関して先に説明した代替実施形態では、累算器240および248がブロックデインターリーブ242および250の後に配置される。

本発明の実施形態では、レート組を使用することを組み込み、したがって特定フレームのレートが知られておらず、複数のデコーダが使用されてそれぞれ異なる送信レートで動作し、最も使用されている可能性が高い送信レートに関係するフレームがCRCチェックサム結果に基づいて選択される。他のエラーチェック方法を使用することも本発明の実施と矛盾しない。

次に図8に移ると、リバースリンク送信システムが示されており、このシステムでは制御データとパイロットデータが1つのチャネル上に合成される。本発明はフォワードリンク送信に等しく適用することができるが、遠隔移動局に提供される場合に付加的な利点を提供することに留意すべきである。さらに、制御データは、遠隔移動局により送信される他のチャネル上にマルチプレクスすることができることは当業者に理解されるであろう。しかしながら、好ましい実施形態では、制御データはパイロットチャネル上にマルチプレクスされる。その理由は、基本チャネルおよび補助チャネルと異なり、パイロットチャネルは、遠隔移動局が中央通信局に送信するトラフィックデータを持っているか否かに関わらず常に存在するからである。さらに、本発明はデータをパイロットチャネル上にマルチプレクスすることに関して説明されているが、電力制御データがパイロットチャネルにバンクチャされるケースにも等しく適用可能である。

バイナリ“1”値のストリームのみから成るパイロットデータがマルチプレクス(MUX)300に供給される。さらに、制御データは例示的な実施形態では基地局に対してその送信電力を増加または減少させる命令を示す+1と-1値から構成される電力制御データであり、MUX300に供給される。マルチプレクス300は制御データをパイロットデータ中の予め定められ位置に供給すること

により2つのデータストリームを合成する。マルチプレクスされたデータはその後乗算器310および328の第1の入力に供給される。

乗算器310の第2の入力には+1および-1値の疑似雑音(PN)シーケンスが供給される。乗算器310および312に供給される疑似雑音シーケンスは、ロングコードによりショートPNシーケンス(PN<sub>1</sub>)を乗算することによって発生される。ショートPNシーケンスおよびロングコードシーケンスの発生は

技術的によく知られており、IS-95標準規格に詳細に説明されている。乗算器328の第2の入力には+1および-1値の疑似雑音(PN)シーケンスが供給される。乗算器318および328に供給される疑似雑音シーケンスは、ロングコードによりショートPNシーケンス( $PN_Q$ )を乗算することによって発生される。

乗算器310の出力は減算器314の第1の入力に供給される。乗算器318の出力は遅延素子320に供給され、この遅延素子320はチップの半分に等しい時間間隔だけ入力データを遅延させる。遅延素子320は遅延信号を減算器314の減算入力に供給する。減算器314の出力は送信のために(図示されていない)ベースバンドフィルタとパイロット利得素子に供給される。

乗算器328の出力は遅延素子330に供給され、この遅延素子330は遅延素子320に関して説明したようにチップサイクルの半分だけ入力データを遅延させる。遅延素子330の出力は合計器322の第2の合計入力に供給される。合計器322の第1の入力は乗算器312の出力である。合計器322からの合計された出力は送信のために(図示されていない)ベースバンドフィルタとパイロット利得素子に供給される。

補助チャンネル上で送信されるトラフィックデータは+1および-1値から構成されており、乗算器302の第1の入力に供給される。乗算器302の第2の入力には反復ウォルシュシーケンス(+1, -1)が供給される。先に説明したように、ウォルシュカバリングは遠隔移動局から送信されるデータのチャンネル間の干渉を減少させるためである。乗算器302からの積データシーケンスは利得素子304に供給され、この利得素子304はパイロット/制御チャンネル増幅に対して決定された値に振幅をスケール処理する。利得素子304の出力は合計器

316の第1の入力に供給される。合計器316の出力は乗算器312および318の入力に供給され、先に説明したように処理が継続する。

基本チャンネル上で送信されるトラフィックデータは+1および-1値から構成されており、乗算器306の第1の入力に供給される。乗算器306の第2の入力には反復ウォルシュシーケンス(+1, +1, -1, -1)が供給される。先

に説明したように、ウォルシュカバリングは遠隔移動局から送信されるデータのチャンネル間の干渉を減少させるためである。乗算器306からの積データシンケンスは利得素子308に供給され、この利得素子308はパイロット/制御チャンネル増幅に対して決定された値に振幅をスケール処理する。利得素子308の出力は合計器316の第2の入力に供給される。合計器316の出力は乗算器312および318の入力に供給され、先に説明したように処理が継続する。

図9を参照すると、本発明の実施形態に必要なフィルタ処理動作を含むように例示され、パイロットおよび制御データを合成することにより達成される付加的な効果を例示している。それは必要なフィルタ処理回路量の減少である。図8に関して説明したように、パイロットデータと制御チャンネルデータはマルチプレクサ(MUX)350により互いにマルチプレクスされる。マルチプレクスされたデータは+1および-1値から構成され、乗算器352および354の第1の入力に供給される。乗算器352の第2の入力は、乗算器390中でロングコードによりショートPNコード $PN_1$ を乗算することにより供給される。乗算器352からの積は有限インパルス応答(FIR)フィルタ356に供給される。例示的な実施形態では、FIR356は48タップFIRフィルタであり、その設計は技術的によく知られている。乗算器354の第2の入力は、乗算器392中でロングコードによりショートPNコード $PN_0$ を乗算することにより供給される。FIR356の出力は減算器374の合計入力に供給される。減算器374の出力は送信のために(図示されていない)アップコンバータおよびパイロット利得素子に供給される。

乗算器354からの積は有限インパルス応答(FIR)フィルタ358に供給される。例示的な実施形態では、FIR358は48タップFIRフィルタであり、その設計は技術的によく知られている。各チャンネルが2つのFIRフィルタ

を必要とすることから、パイロットおよび電力制御データを合成することにより、2つのFIRフィルタが除去されていることに留意すべきである。2つのFIRフィルタの除去は複雑さ、電力消費およびチップ領域を減少させる。FIR358の出力は遅延素子360に供給され、この遅延素子が360は、合計器376

の第1の合計入力に信号を供給する前にチップの半分だけ出力を遅延させる。合計器376の出力は送信のために（図示されていない）アップコンバータおよびパイロット利得素子に供給される。

補助チャネルのトラフィックデータは+1および-1値から構成され、乗算器362の第1の入力に供給される。乗算器362への第2の入力は反復ウォルシュシーケンス（+1，-1）であり、先に説明するように、これはチャネル間の干渉を減少させる。乗算器362の出力は乗算器364および366の第1の入力に供給される。乗算器364の第2の入力は乗算器392から供給される疑似雑音シーケンスであり、乗算器366への第2の入力は乗算器390から供給される疑似雑音シーケンスである。

乗算器364からの出力はFIR/利得素子368に供給され、このFIR/利得素子368は信号をフィルタ処理して、パイロット/制御チャネルの単位利得に対する利得係数にしたがって信号を増幅する。FIR/利得素子368の出力は遅延素子372に供給される。遅延素子372は、減算器374の第1の減算入力に信号を供給する前に1/2チップだけ信号を遅延させる。減算器374の出力の処理は先に説明したように進行する。

乗算器366からの出力はFIR/利得素子370に供給され、このFIR/利得素子370は信号をフィルタ処理して、パイロット/制御チャネルの単位利得に対する利得係数にしたがって信号を増幅する。FIR/利得素子370の出力は合計器376の第2の入力に供給される。合計器376の出力の処理は先に説明したように進行する。

基本チャネルのトラフィックデータは+1および-1値から構成され、乗算器388の第1の入力に供給される。乗算器388の第2の入力は反復ウォルシュシーケンス（+1，+1，-1，-1）であり、これは先に説明するようにチャネル間の干渉を減少させる。乗算器388の出力は乗算器378および384の第

1の入力に供給される。乗算器378の第2の入力は乗算器392から供給される疑似雑音シーケンスであり、乗算器384の第2の入力は乗算器390から供給される疑似雑音シーケンスである。

乗算器378からの出力はFIR/利得素子380に供給され、このFIR/利得素子380は信号をフィルタ処理して、パイロット/制御チャネルの単位利得に対する利得係数にしたがって信号を増幅する。FIR/利得素子380の出力は遅延素子382に供給される。遅延素子382は、減算器374の第2の減算入力に信号を供給する前に1/2チップだけ信号を遅延させる。減算器374の出力の処理は先に説明したように進行する。

乗算器384からの出力はFIR/利得素子386に供給され、このFIR/利得素子386は信号をフィルタ処理して、パイロット/制御チャネルの単位利得に対する利得係数にしたがって信号を増幅する。FIR/利得素子386の出力は合計器376の第3の入力に供給される。合計器376の出力の処理は先に説明したように進行する。

図10を参照すると、データを処理するための受信機が例示されており、制御データがパイロット信号データとマルチプレクスされている。データは（図示されていない）アンテナにより受信され、ダウンコンバートされ、フィルタ処理され、サンプリング化される。フィルタされたデータサンプルは遅延素子400および402に供給される。遅延素子400および402は、乗算器404および406の第1の入力にデータを供給する前にチップサイクルの半分だけデータを遅延させる。乗算器404および406の第2の入力には乗算器450により供給される疑似雑音シーケンスが供給される。乗算器450は、先に説明したようにロングコードによりショートコード $PN_1$ を乗算することにより疑似雑音シーケンスを発生させる。

フィルタされたサンプルは乗算器446および448の第1の入力に（遅延無く）直接的にも供給される。乗算器446および448の第2の入力には乗算器452により疑似雑音シーケンスが供給される。乗算器452は、ロングコードによりショートPNコード（ $PN_Q$ ）を乗算することにより疑似雑音を発生させる。乗算器404からの出力は合計器408の第1の入力に供給され、乗算器4

46からの出力は合計器408の第2の入力に供給される。乗算器406からの出力は減算器410の合計入力に供給され、乗算器448からの出力は減算器4

10の減算入力に供給される。

合計器408の出力は遅延素子412およびパイロットシンボル選択装置434に供給される。パイロットシンボル選択装置434は、信号をパイロットフィルタ436に供給する前に、パイロットデータから制御データをゲートアウトする。パイロットフィルタ436は信号をフィルタし、フィルタされたパイロット信号を乗算器416および418に供給する。同様に、パイロットシンボル選択装置438は、信号をパイロットフィルタ440に供給する前に、パイロットデータから制御データをゲートアウトする。パイロットフィルタ440は信号をフィルタして、フィルタされたパイロット信号を乗算器442および444に供給する。

遅延素子412は、データが乗算器416に供給される前に、2つのパスを通るデータを同期化させるために使用される。すなわち、遅延素子412は、パイロットシンボル選択装置434およびパイロットフィルタ436の処理遅延に等しい遅延をもたらす、これはパイロットシンボル選択装置438およびパイロットフィルタ440の処理遅延に等しい。同様に、遅延素子414は乗算器418および442に供給されるデータを同期化する。

遅延素子412の出力は乗算器416および444の第1の入力に供給される。乗算器416への第2の入力はパイロットフィルタ436の出力により供給される。乗算器444の第2の入力はパイロットフィルタ440により供給される。遅延素子414の出力は乗算器418および442の第1の入力に供給される。乗算器418への第2の入力はパイロットフィルタ436の出力により供給される。乗算器442への第2の入力はパイロットフィルタ440により供給される。

乗算器416の出力は合計器420の第1の入力に供給され、合計器420への第2の入力は乗算器442の出力により供給される。合計器420からの合計は制御シンボル選択装置424に供給され、この制御シンボル選択装置424はパイロットチャネルデータから制御データを分離し、その情報を図示されていない制御プロセッサに供給し、この制御プロセッサはそれに応答して基地局送信電

力を調整する。

乗算器 4 1 8 からの出力は減算器 4 2 2 の合計入力に供給される。乗算器 4 4 4 からの出力は減算器 4 2 2 の減算入力に供給される。減算器 4 2 2 の出力は乗算器 4 2 6 の第 1 の入力に供給される。乗算器 4 2 6 の第 2 の入力には反復ウォルシュシーケンス  $(+1, -1)$  が供給される。乗算器 4 2 6 からの積は合計器 4 2 8 に供給され、この合計器 4 2 8 はウォルシュシーケンス期間に対して入力ビットを合計して、補助チャネルデータを供給する。減算器 4 2 2 の出力は乗算器 4 3 0 の第 1 の入力に供給される。乗算器 4 3 0 の第 2 の入力には反復ウォルシュシーケンス  $(+1, +1, -1, -1)$  が供給される。乗算器 4 3 0 からの積は合計器 4 3 2 に供給され、この合計器 4 3 2 はウォルシュシーケンス期間に対して入力ビットを合計して、基本チャネルデータを供給する。

このように、マルチチャネル、高レート、CDMAワイヤレス通信システムを説明した。この説明は当業者が本発明を作りまたは使用することができるように提供されている。これらの実施形態に対するさまざまな修正は当業者に容易に明らかになるであろう。ここに規定されている一般的な原理は発明力を使用することなく他の実施形態に適用することができる。したがって、本発明はここに示されている実施形態に制限されることを意図しているのではなく、ここに開示されている原理および新規な特徴と矛盾しない最も広い範囲にしたがうべきである。

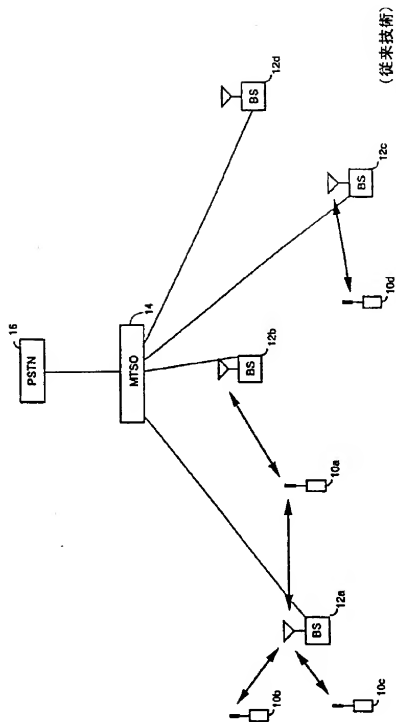


FIG. 1  
(従来技術)

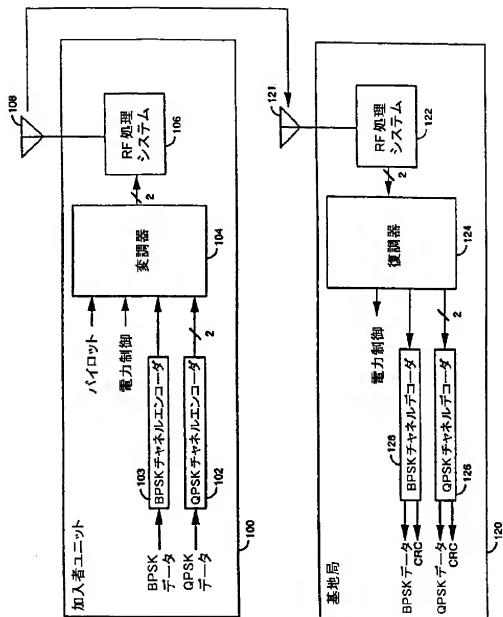


FIG. 2

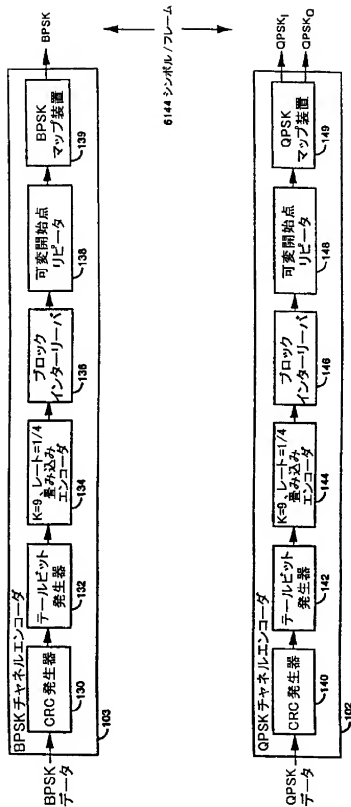
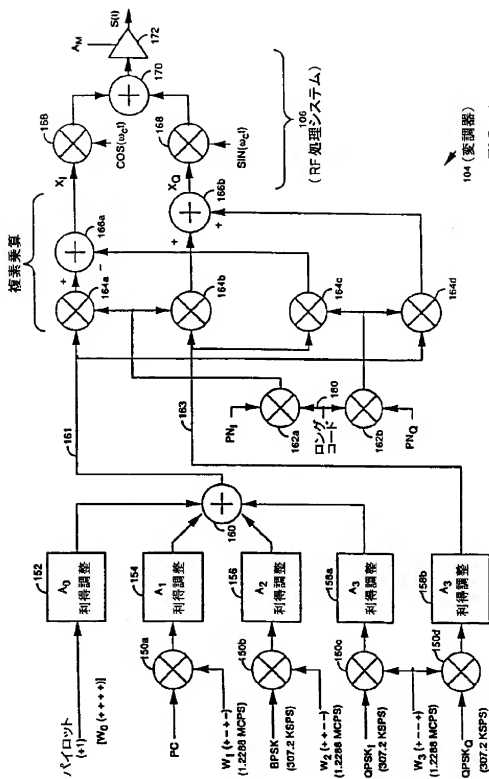


FIG. 3



104 (変調器)

FIG. 4

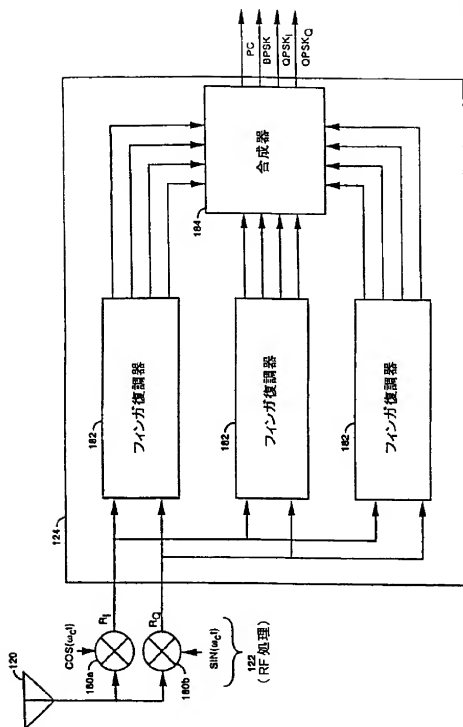


FIG. 5



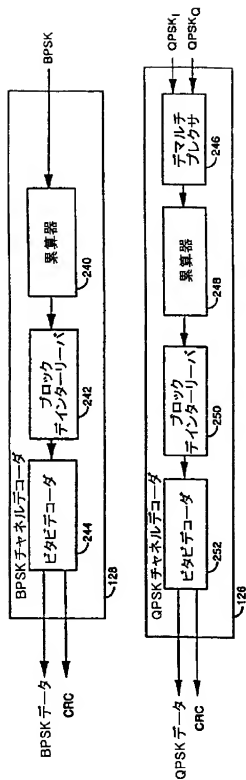


FIG. 7

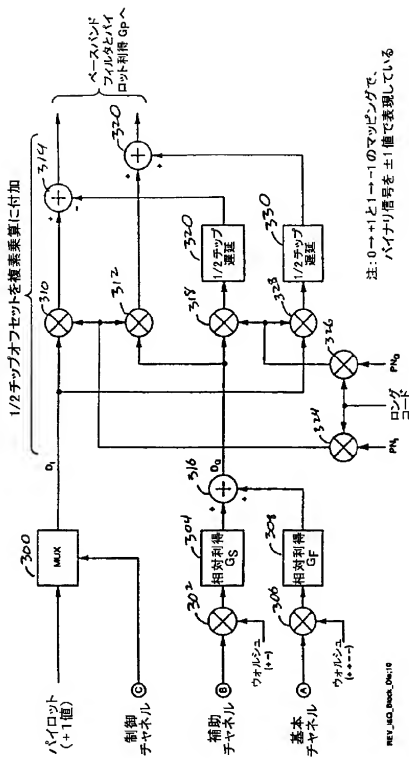


FIG. 8

3Gリバースリンク

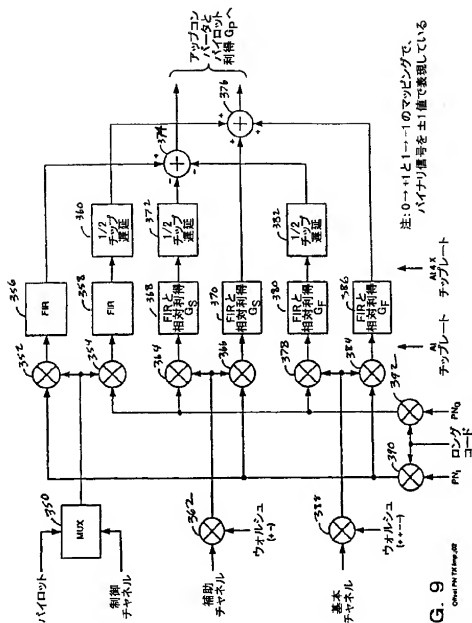


FIG. 9

Optical PN TX Imp. 22

3G移動体送信実施アプローチ



## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Internat. Application No.  
PCT/US 98/13678

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER  
IPC 6 H04B1/707

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

IPC 6 H04B

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search phase of data base and, where practical, search terms used

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages

Relevant to claim No.

E, L EP 0 903 871 A (SAMSUNG ELECTRONICS CO LTD) 24 March 1999  
This document has been cited as E, L because if the priority should fall, the document would destroy novelty.  
see abstract; claims 1, 9, 13, 15; figure 8  
see page 2, line 21 - line 27  
see page 3, line 8 - line 24  
see page 4, line 29 - line 37  
see page 7, line 29 - line 30

1-6

-/-

☒ Further documents are listed in the continuation of box D.

☒ Patent family numbers are listed in annex

\* Special categories of cited documents:

\* A\* document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

\* E\* earlier document published on or after the international filing date

\* L\* document which may throw doubt on priority claims or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

\* O\* document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

\* P\* document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

\* T\* later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to substantiate the principle or content underlying the invention

\* X\* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

\* Y\* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

\* Z\* document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

29 April 1999

Date of mailing of the international search report

07/05/1999

Name and mailing address of the ISA  
European Patent Office, P.B. 5818 Patentsaan 2  
NL - 2200 PH Rijswijk  
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,  
Fax. (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Harris, E

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No.  
PCT/US 93/13678

C. (Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category	Citation of document, with indication where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	<p>WO 95 03652 A (QUALCOMM INC)  2 February 1995  see abstract  see page 3, line 13 - line 38  see page 4, line 1 - line 18  see page 7, line 37 - page 8, line 8  see page 11, line 14 - line 16  see page 11, line 30 - line 38  see page 12, line 29 - line 36  see page 13, line 16 - line 20</p>	1-14
A	<p>US 5 103 459 A (GILHOUSEN KLEIN S ET AL)  7 April 1992  see abstract; figure 2  see page 12, line 36 - line 45</p>	1-14

Form PCT/ISA210 (continuation of record sheet) (July 1995)

# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No.

PCT/US 98/13678

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
EP 0903871 A	24-03-1999	CA 2245194 A	18-02-1999
		CA 2245196 A	18-02-1999
		EP 0898393 A	24-02-1999
WO 9503652 A	02-02-1995	AU 7368294 A	20-02-1995
		IL 110373 A	06-12-1998
		US 5751761 A	12-05-1998
		ZA 9405260 A	27-02-1995
US 5103459 A	07-04-1992	AU 652956 B	15-09-1994
		AU 8401691 A	23-01-1992
		BG 61514 B	31-10-1997
		BG 97222 A	27-05-1994
		CA 2085890 A	26-12-1991
		CN 1061312 A	20-05-1992
		CZ 283123 B	14-01-1998
		EP 0536334 A	14-04-1993
		FI 925812 A	21-12-1992
		HU 64657 A	28-01-1994
		IL 98598 A	27-02-1994
		JP 6501349 T	10-02-1994
		KR 134390 B	27-04-1998
		MX 173818 B	29-03-1994
		PT 98079 A	31-08-1993
		SG 52735 A	28-09-1998
		SK 387192 A	10-08-1994
		WO 9200639 A	09-01-1992
		US 5511073 A	23-04-1996
		US 5715236 A	03-02-1998
		US 5504773 A	02-04-1996
		US 5659569 A	19-08-1997
		US 5535239 A	09-07-1996
		US 5629955 A	13-05-1997
		US 5568483 A	22-10-1996
		US 5841806 A	24-11-1998
		US 5416797 A	16-05-1995
		US 5309474 A	03-05-1994

Form PCT/EA/210 (patent family members) (July 1998)

(81)指定国 EP(AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE), OA(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, ML, MR, NE, SN, TD, TG), AP(GH, GM, KE, LS, MW, SD, SZ, UG, ZW), EA(AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, CA, CH, CN, CU, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, GB, GE, GH, GM, GW, HU, ID, IL, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MD, MG, MK, MN, MW, MX, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR, TT, UA, UG, UZ, VN, YU, ZW

【要約の続き】

ら4つのサブチャネルの使用が好ましいが、より多くの数のチャネルしたがってより長いコードの使用も許容することができる。パイロットデータと制御データは1つのチャネル上に合成されることが好ましい。ユーザデータまたはシグナリングデータあるいはこの両方を含む非指定デジタルデータを送信するために、残りの2つの送信チャネルを使用する。